

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2000-196185

(P 2000-196185A)

(43) 公開日 平成12年7月14日 (2000. 7. 14)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F.I	テームコード (参考)
H01S	5/0683	H01S	3/18 637 2H079
G02F	1/03	G02F	1/03 502 5F073
H04B	10/152	H04B	9/00 L 5K002
	10/142		
	10/04		
審査請求 未請求 請求項の数 16 O L (全 13 頁) 最終頁に続く			

(21) 出願番号 特願平10-367906

(22) 出願日 平成10年12月24日 (1998. 12. 24)

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

(72) 発明者 関屋 元義

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

(72) 発明者 清永 哲也

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 100075384

弁理士 松本 昂

最終頁に続く

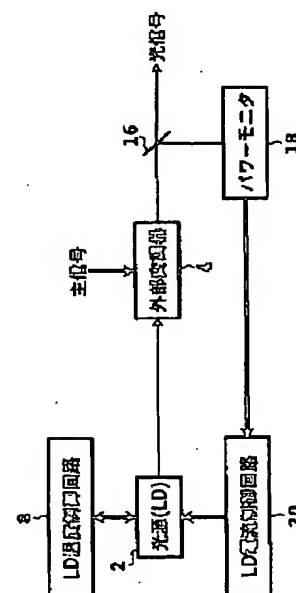
(54) 【発明の名称】 光送信機

(57) 【要約】

【課題】 本発明は外部変調器を備えた光送信機に関し、光信号の出力パワー及び波長を高精度に一定に保つことを課題としている。

【解決手段】 本発明は光信号の出力パワー及び波長の安定化に適した光送信機に関連している。この光送信機は、光ビームを出力する光源 (2) と、主信号に基づき光ビームを変調することにより光信号を出力する外部変調器 (4) と、外部変調器から出力された光信号のパワーを検出するパワーモニタ (18) と、パワーモニタにより検出されたパワーが一定になるように光源を制御する制御ユニット (20) とを備えている。外部変調器の下流側で検出されるパワーに基づき光源が制御されるので、外部変調器の損失変動等に関わらず得られる光信号の出力パワーを高精度に一定に保つことができる。

本発明による光送信機の
第1実施形態を示すブロック図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 光ビームを出力する光源と、
上記光ビームを受け主信号に基づき上記光ビームを変調
することにより光信号を出力する外部変調器と、
上記外部変調器から出力された光信号のパワーを検出する
パワーモニタと、
上記パワーモニタにより検出されたパワーが一定になる
ように上記光源を制御する第 1 の制御ユニットとを備え
た光送信機。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の光送信機であって、
 上記光ビームの波長を検出する波長モニタと、
 上記波長モニタにより検出された波長が一定になるよう
 に上記光源を制御する第 2 の制御ユニットとを更に備え
 た光送信機。

【請求項 3】 請求項 2 に記載の光送信機であって、
 上記光源はフォワードビーム及びバックワードビームを
 出力するレーザダイオードであり、
 上記波長モニタは上記バックワードビームの波長を検出
 する光送信機。

【請求項 4】 請求項 3 に記載の光送信機であって、
 上記第 1 の制御ユニットは上記レーザダイオードの駆動
 電流を制御し、
 上記第 2 の制御ユニットは上記レーザダイオードの温度
 を制御する光送信機。

【請求項 5】 請求項 1 に記載の光送信機であって、
 上記光源はレーザダイオードであり、
 上記第 1 の制御ユニットは上記レーザダイオードの駆動
 電流を制御する光送信機。

【請求項 6】 請求項 5 に記載の光送信機であって、
 上記レーザダイオードの温度が一定になるように上記温
 度を制御する第 2 の制御ユニットを更に備えた光送信
 機。

【請求項 7】 請求項 5 に記載の光送信機であって、
 上記駆動電流を検出する電流モニタと、
 上記光ビームの波長が一定になるように検出された駆動
 電流の変化に応じて上記レーザダイオードの温度を変化
 させる補償ユニットとを更に備えた光送信機。

【請求項 8】 請求項 7 に記載の光送信機であって、
 上記補償ユニットは、上記駆動電流の増加に対して線形
 的に上記レーザダイオードの温度を減少させる光送信
 機。

【請求項 9】 請求項 7 に記載の光送信機であって、
 上記補償手段は、上記駆動電流の変化に対応する上記光
 ビームの波長の変化を記憶する手段と、該記憶手段の記
 憶内容に基づき上記光ビームの波長を補償するために必
 要な上記レーザダイオードの温度変化を算出する手段と
 を含む光送信機。

【請求項 10】 請求項 5 に記載の光送信機であって、
 上記パワーモニタは、上記光信号の一部を受けるフォト
 ダイオードと、該フォトダイオードに流れる光電流を電

圧信号に変換する抵抗器とを含み、

上記第 1 の制御ユニットは、参照電圧及び上記電圧信号
 を受け誤差信号を出力する演算増幅器と、上記誤差信号
 を制御入力として上記レーザダイオードに上記駆動電流
 を供給するトランジスタとを含む光送信機。

【請求項 11】 請求項 1 に記載の光送信機であって、
 上記外部変調器は動作点を決定するバイアス電圧を受け
 るマッハツェンダ型光変調器である光送信機。

【請求項 12】 請求項 11 に記載の光送信機であつ
 て、

上記自動バイアス制御回路は、上記主信号に低周波信号
 を重畳する手段と、上記光信号に含まれる低周波成分が
 少なくなるように上記バイアス電圧を制御する手段とを
 含む光送信機。

【請求項 13】 請求項 13 に記載の光送信機であつ
 て、

上記低周波成分の振幅が予め定められた値よりも小さく
 なるまで上記第 1 の制御ユニットの動作を遮断する手段
 を更に備えた光送信機。

【請求項 14】 請求項 12 に記載の光送信機であつ
 て、
 上記バイアス電圧が安定になるまで上記第 1 の制御ユニ
 ットの動作を遮断する手段を更に備えた光送信機。

【請求項 15】 請求項 12 に記載の光送信機であつ
 て、

上記バイアス電圧が安定になるまで上記第 1 の制御ユニ
 ットの動作を遮断する手段を更に備えた光送信機。

【請求項 16】 請求項 15 に記載の光送信機であつ
 て、

上記遮断する手段は、上記第 1 の制御ユニット及び上記
 自動バイアス制御回路を切替えるスイッチと、該スイッ
 チに接続されるタイマとを含む光送信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は外部変調器を備えた
 光送信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 光ファイバ通信システムの大容量化に伴
 い、変調速度が増大している。レーザダイオードの直接
 強度変調では、波長チャープングが問題である。チャ
 ープングは、光信号が波長分散を有する光ファイバを通
 過するときに波形の歪みを引き起こす。ファイバ損失の観
 点からは、シリカファイバに適用されるのに最も望まし
 い波長は $1.55 \mu\text{m}$ である。この波長では、ノーマル
 なファイバは大体 18 ps/km/nm の波長分散を有
 する。これは伝送距離を制限する。この問題を避けるた
 めに、外部変調器に対する期待が高まっている。

【0003】 実用的な外部変調器として、 LiNbO_3
 (リチウムナイオベート) を基本材料としたマッハツェ
 ンダ型の光変調器 (LN 変調器) が開発されている。光

源からの一定強度の連続波光（CW光）がLN変調器に供給され、光の干渉を用いたスイッチング動作によって、強度変調された光信号が得られる。

【0004】しばしば指摘されるLN変調器の欠点は、動作点ドリフトを生じさせることである。動作点ドリフトに対処するために、LN変調器から出力される光がモニタリングされ、その結果得られる電気信号に基づいて動作点安定化のための制御が行われる。

【0005】図1は従来の光送信機の一例を示すブロック図である。この光送信機は、CW光である光ビームを出力する光源としてのレーザダイオード（LD）2と、LD2からの光ビームを受け主信号に基づき光ビームを変調することにより光信号を出力する外部変調器4とを備えている。レーザダイオード2から出力される光ビームのパワーが一定に保たれるようにするために、レーザダイオード2の駆動電流は、LD電流制御回路6により一定に保たれている。また、レーザダイオード2から出力される光ビームの波長が一定に保たれるようにするために、レーザダイオード2の近傍には図示しないサーミスタ等の温度センサが設けられており、その温度センサによる検出温度が一定になるように、LD温度制御回路8によりフィードバック制御が行われている。

【0006】尚、全図を通して、太い実線は電気信号の流れを表しており、細い実線は光信号または光ビームの流れを表している。

【0007】図1に示される従来の光送信機では、LD電流制御回路6によりレーザダイオード2の駆動電流が一定に保たれているので、レーザダイオード2の経時劣化等によりレーザダイオード2の特性が変化すると、レーザダイオード2から出力される光ビームのパワーが変化することがある。この点を改良した光送信機について図2により説明する。

【0008】図2は従来の光送信機他の例を示すブロック図である。レーザダイオード2から出力される光ビームのパワーに関してフィードバック制御を行うために、光出力一定制御（APC）回路10が設けられている。レーザダイオード2はフォワードビーム及びバックワードビームを出力する。フォワードビームは外部変調器4に供給される。バックワードビームはバックパワーモニタ12に供給され、LD電流制御回路14は、バックパワーモニタ12により検出されたバックワードビームのパワーが一定になるようにレーザダイオード2に供給される駆動電流を制御する。フォワードビームのパワーはバックワードビームのパワーに比例するので、このようなフィードバック制御によって、フォワードビームのパワーを一定に保つことができる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】図2により説明した従来の改良された光送信機にあっても、光信号の出力パワーを高精度に一定に保つことが困難であるという問題が

ある。即ち、レーザダイオード2から出力される光ビームのパワーはフィードバック制御により一定に保たれるのであるが、外部変調器4に関する温度等の外部環境変化により外部変調器4の損失が変動し、その結果、外部変調器4から出力される光信号のパワーが変動してしまうのである。

【0010】よって、本発明の目的は、外部変調器を備えた光送信機の光信号の出力パワーを高精度に一定に保つことにある。

10 【0011】本発明の他の目的は、外部変調器を備えた光送信機の光信号の出力パワー及び波長を高精度に一定に保つことにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明によると、光ビームを出力する光源と、上記光ビームを受け主信号に基づき上記光ビームを変調することにより光信号を出力する外部変調器と、上記外部変調器から出力された光信号のパワーを検出するパワーモニタと、上記パワーモニタにより検出されたパワーが一定になるように上記光源を制御する第1の制御ユニットとを備えた光送信機が提供される。

20 【0013】この構成によると、外部変調器から出力された光信号のパワーが検出され、検出されたパワーが一定になるように光源が制御されるので、外部変調器の損失の変動に関わらずこの光送信機から出力される光信号のパワーが高精度に一定に保たれ、本発明の目的の1つが達成される。

【0014】

30 【発明の実施の形態】以下、本発明の望ましい実施の形態を詳細に説明する。

【0015】図3は本発明による光送信機の第1実施形態を示すブロック図である。この光送信機は、光ビームを出力する光源としてのレーザダイオード（LD）2と、レーザダイオード2から出力された光ビームを受け外部変調器4とを備えている。外部変調器4は、図示しない駆動回路から供給される主信号に基づき受けた光ビームを変調して光信号を生成し、この光信号を出力する。外部変調器4としては、後述するマッハツェンダ型光変調器、電界吸収型光変調器、その他の光変調器を用いることができる。

40 【0016】外部変調器4において生成された光信号は、光コプラ等からなるビームスプリッタ16を介してこの光送信機から出力される。ビームスプリッタ16では、光信号の一部がモニタビームとして取り出され、このモニタビームはパワーモニタ18に供給される。パワーモニタ18は、供給されたモニタビームに基づき、この光送信機から出力される光信号のパワーを検出する。

50 【0017】本発明では、パワーモニタ18により検出されたパワーが一定になるようにレーザダイオード2を制御するための第1の制御ユニットが用いられる。この

実施形態では、第1の制御ユニットは、LD電流制御回路20によって提供されている。制御回路20は、パワーモニタ18により検出されたパワーが一定になるように制御された駆動電流をレーザダイオード2に供給する。

【0018】また、この実施形態では、レーザダイオード2の温度を一定に保つために、LD温度制御回路8が設けられている。制御回路8は、LD2の近傍に設けられる図示しないサーミスタ等の温度センサからの信号を受け、レーザダイオード2の温度が一定に保たれるように例えばレーザダイオード2の近傍に設けられる図示しないペルチェ素子の駆動電流を制御する。

【0019】この実施形態では、外部変調器4の下流側で光信号のパワーを検出し、その検出結果に基づきレーザダイオード2の駆動電流が制御されるので、外部変調器4の損失の変動に関わらずこの光送信機から出力される光信号の出力パワーを高精度に一定に保つことができる。また、レーザダイオード2の温度がLD温度制御回路8によって一定に保たれるので、この光送信機から出力される光信号の波長を一定に保つことができる。

【0020】図3に示される第1実施形態では、レーザダイオード2の温度が一定に保たれる結果、定常的な動作条件においては、レーザダイオード2の発振波長は一定に保たれる。しかしながら、LD電流制御回路20によってレーザダイオード2の駆動電流が制御される結果、駆動電流の変化に従ってレーザダイオード2の発振波長が変化するかもしれない。特に、光送信機が波長分割多重(WDM)システムに適用される場合には、隣接チャネル間のクロストークを防止するために、光源の波長の高精度な安定化が要求される。このような要求に対処するための実施形態を図4により説明する。

【0021】図4は本発明による光送信機の第2実施形態を示すブロック図である。この実施形態では、レーザダイオード2の温度を一定に保つための制御回路8(図3参照)に代えて、レーザダイオード2の発振波長が一定に保たれるようにするための波長モニタ22及びLD温度制御回路24が採用されている。

【0022】レーザダイオード2はフォワードビーム及びバックワードビームを出力する。フォワードビームは外部変調器4に供給され、バックワードビームは波長モニタ22に供給される。フォワードビーム及びバックワードビームの波長は等しいので、この構成により波長モニタ22はレーザダイオード2の発振波長を検出することができる。LD温度制御回路24は、波長モニタ22により検出された波長が一定に保たれるように、レーザダイオード2の温度を制御する。

【0023】この実施形態によると、図3に示される第1実施形態に比べてレーザダイオード2の発振波長を更に高精度に安定化することができ、この光送信機から出力される光信号のパワー及び波長を高精度に一定に保つ

ことができる。

【0024】図5の(A)及び(B)を参照すると、一般的なレーザダイオードの特性が示されている。図5の(A)は光出力波長(任意単位)とLD温度(任意単位)との関係を示している。LD温度が上昇するに従って、光出力波長は長くなる。また、図5の(B)は光出力波長(任意単位)と駆動電流(任意単位)との関係を表している。駆動電流が増大するに従って、光出力波長は長くなる。

10 【0025】従って、あるレーザダイオードが与えられたときに、そのレーザダイオードについて図5の(A)及び(B)に示される関係を予め把握しておくことによって、駆動電流の変化による波長変動をLD温度により補償することができる。具体的には次の通りである。

【0026】図6は波長変化(レーザダイオードの発振波長の変化)の補償の例を示す図である。縦軸はレーザダイオードの温度($^{\circ}\text{C}$)、横軸はレーザダイオードの駆動電流(mA)を表している。右下がりの5本の線は代表的な等波長線を表している。

20 【0027】いま、A点で駆動されているレーザダイオードの出力パワーを一定に保つためにレーザダイオードの駆動電流が ΔI 変化してB点に移行したものとす。このとき、波長の電流係数(図5の(B)のグラフの傾斜)を Z (nm/ma)とすると、波長変化は $-\Delta I Z$ (nm)となる。従って、波長の温度係数(図5の(A)に示されるグラフの傾斜)を Q (nm/ $^{\circ}\text{C}$)とすると、レーザダイオードの温度を $\Delta I Z / Q$ ($^{\circ}\text{C}$)上昇させてC点に移行させることによって、A点における波長と同じ波長を得ることができ、波長変化の補償が可能になる。

30 【0028】また、レーザダイオードの駆動電流が ΔI (mA)増大してA点からB'点に移行した場合には、レーザダイオードの温度を $\Delta I Z / Q$ ($^{\circ}\text{C}$)低下させてC'点に移行させることによって、同様にして波長変化を補償することができる。

【0029】図6により説明した原理に従う補償を行うことができる幾つかの実施形態を説明する。

40 【0030】図7は本発明による光送信機の第3実施形態を示すブロック図である。LD電流制御回路20とレーザダイオード2との間には電流モニタ26が設けられている。電流モニタ26は、制御回路20からレーザダイオード2に供給される駆動電流を検出する。補償ユニット28は、レーザダイオード2から出力される光ビームの波長が一定になるように、電流モニタ26により検出された駆動電流の変化に応じてレーザダイオード2の温度を変化させる。具体的には、補償ユニット28の出力信号に基づいて、LD温度制御回路30がレーザダイオード2の温度を変化させる。

50 【0031】図6により説明した原理に従えば、補償ユニット28が、レーザダイオード2の駆動電流の増加に

対して線形的にレーザダイオード2の温度を減少させることによって、駆動電流の変化による波長変動を補償することができる。

【0032】尚、パワーモニタ18及びLD電流制御回路20は、光出力一定制御（APC）のための回路32を構成している。

【0033】図8は本発明による光送信機の第4実施形態を示すブロック図である。ここでは、図7に示される補償ユニット28がアナログ制御を行っているのに対比して、ディジタル信号処理に適合するように変更された補償ユニット28'が用いられている。

【0034】補償ユニット28'は、電流モニタ26により検出された駆動電流の変化に対応する波長変化を記憶するための記憶手段（ここではリードオンリーメモリ（ROM）34）と、記憶手段の記憶内容に基づき波長を補償するために必要なレーザダイオード2の温度変化を算出する手段（CPU36）とを含む。電流モニタ26によるモニタ出力は、A/D（アナログ/ディジタル）変換機38を介してCPU36に取り込まれ、CPU36による算出結果は、D/A（ディジタル/アナログ）変換機40を介してLD温度制御回路30に供給される。

【0035】このように、第3または第4実施形態によると、レーザダイオード2から出力される光ビームの波長を実際に測定すること無しに、得られる光信号の出力パワー及び波長を高精度に一定に保つことができる。

【0036】図9は本発明による光送信機の第5実施形態を示すブロック図である。この実施形態は、図7に示される第3実施形態と対比して、外部変調器4がマッハツェンダ型光変調器等の動作点を決定するためのバイアス電圧を受ける変調器によって提供されている点で特徴づけられる。APCのための回路32に含まれるパワーモニタ18に自動バイアス制御回路42が接続されており、制御回路42は外部変調器4の動作点が安定化されるように外部変調器4に供給されるバイアス電圧を制御する。

【0037】自動バイアス制御回路42は、例えば、外部変調器4に供給される主信号に低周波信号を重畳する手段と、外部変調器4から出力される光信号に含まれる低周波成分が少なくなるようにバイアス電圧を制御する手段とから構成することができる。

【0038】このように主信号に低周波信号が重畳される場合、低周波信号に従ってこの光送信機から出力される光信号のパワーが変動するので、LD電流制御回路20と自動バイアス制御回路42とを同時に動作させると、これらの制御が競合し光信号の出力パワーが不所望に変動する恐れがある。このため、外部変調器4に与えられるバイアス電圧が安定になるまでLD電流制御回路20の動作が遮断されていることが望ましい。

【0039】そこで、図9に示される第5実施形態で

は、パワーモニタ18の出力信号または自動バイアス制御回路42の出力信号に基づき、バイアスモニタ44が、外部変調器4に供給されるバイアス電圧が安定になったことを検出し、その検出結果に基づき、スイッチ回路44がLD電流制御回路20の動作のオン/オフを行うようにしている。即ち、バイアス電圧が安定になるまではスイッチ回路44によりLD電流制御回路20の動作がオフにされ、バイアス電圧が安定になったときにスイッチ回路44はLD電流制御回路20の動作をオンにする。これにより、自動バイアス制御回路42による制御とLD電流制御回路20による制御とが競合することが防止され、光信号の出力パワーが不所望に変動する恐れが無くなる。

【0040】バイアスモニタ44は、自動バイアス制御回路42に接続されて直接バイアス電圧を測定することによりバイアス電圧の安定化を検出することができ、或いは、パワーモニタ18に接続されて前述した低周波信号に対応する低周波成分の振幅に基づきバイアス電圧の安定化を検出することができる。後者については、自動バイアス制御回路42の具体的な回路構成と共に後述する。前者の場合の動作を図10により説明する。

【0041】図10は図9に示されるスイッチ回路46の動作を示す図である。自動バイアス制御回路42によるバイアス電圧の制御の結果、バイアス電圧はある一定の値に収束される。それによるバイアス電圧の安定化がバイアスモニタ44により検出され、バイアス電圧が安定になったときにスイッチ回路46によりLD電流制御回路20の動作がオンにされ、APCが開始される。バイアス電圧が安定化された時点で、外部変調器4の出力は安定化されているので、この時点でAPCの動作が開始されることにより、制御の競合による不安定動作が防止される。

【0042】尚、図示はしないが、外部変調器4のバイアス電圧が安定になるまでLD電流制御回路20の動作を遮断するために、LD電流制御回路20及び自動バイアス制御回路42を切替えるためのスイッチと、このスイッチに接続されるタイマとを設け、このタイマによりバイアス電圧が安定化されるまでの大まかな時間を設定してもよい。

【0043】図11は本発明による光送信機の第6実施形態を示すブロック図である。ここでは、図4に示される第2実施形態に対応して、パワーモニタ18及びLD電流制御回路20の具体的な回路構成が示されている。

【0044】パワーモニタ18は、外部変調器4から出力された光信号の一部を受けるフォトダイオード48と、フォトダイオード48に流れる光電流を電圧信号に変換する抵抗器50とを含む。

【0045】LD電流制御回路20は、パワーモニタ18からの電圧信号と供給された参照電圧とを比較してこれらの間の誤差信号を出力する演算増幅器52と、演算

増幅器 5 2 からの誤差信号を制御入力としてレーザダイオード 2 に駆動電流を供給するトランジスタ 5 4 とを含む。

【0046】パワーモニタ 1 8 からの電圧信号は演算増幅器 5 2 のマイナス入力ポートに供給され、電圧源 5 8 によって与えられる参照電圧は演算増幅器 5 2 のプラス入力ポートに供給される。演算増幅器 5 2 の出力ポートはトランジスタ 5 4 のベースに接続される。レーザダイオード 2 のアノードは接地され、カソードはトランジスタ 5 4 のコレクタに接続される。トランジスタ 5 4 のエミッタは抵抗 5 6 を介してマイナス電源に接続される。

【0047】この構成によると、外部変調器 4 から出力される光信号の平均パワーに基づきレーザダイオード 2 の駆動電流がフィードバック制御されるので、外部変調器 4 の損失の変動に関わらずこの光送信機から出力される光信号の出力パワーを高精度に一定に保つことができる。

【0048】図 1 2 は本発明による光送信機の第 7 実施形態を示すブロック図である。ここでは、図 7 に示される第 3 実施形態の具体的構成が示されている。パワーモニタ 1 8 及び LD 電流制御回路 2 0 の具体的構成は図 1 1 に示されるのと同様である。

【0049】レーザダイオード 2 の素子の近傍には、冷却によりレーザダイオード 2 の温度を調節するための図示しないペルチェ素子が設けられており、このペルチェ素子に電流を流すための一対の端子 (TEC+) 及び (TEC-) が設けられている。レーザダイオード 2 の素子の近傍には温度に応じて変化する抵抗 R_{th} を有するサーミスタ 6 2 が設けられている。サーミスタ 6 2 の一端はマイナス電源 V_- に接続され、サーミスタ 6 2 の他

端はレファレンス抵抗 R_{ref} を介してプラス電源 V_+ に接続されている。

【0050】サーミスタ 6 2 とレファレンス抵抗 R_{ref} との接続点の電位 V_e にはサーミスタ 6 2 の温度が反映される。

【0051】LD 温度制御回路 3 0 は、演算増幅器 6 4 及びペルチェ駆動回路 6 6 を含む。演算増幅器 6 4 のプラス入力ポートには参照電圧 V_{ref} が入力され、演算増幅器 6 4 のマイナス入力ポートには前述の電圧 V_e が入力される。ペルチェ駆動回路 6 6 は、電圧 V_e が参照電圧 V_{ref} に一致するようにペルチェ素子に電流を流す。即ち、ペルチェ駆動回路 6 6 は端子 (TEC+) に接続され、端子 (TEC-) は抵抗 6 0 を介して接地されている。

【0052】レーザダイオード 2 の駆動電流の変化に応じてレーザダイオード 2 の温度を変化させて波長の補償を行うために、抵抗 5 6 における電圧効果が反転増幅器 6 8 (電流モニタ 2 6) により検出される。つまり、抵抗 5 6 に流れるレーザダイオード 2 の駆動電流 I は、反転増幅器 6 8 により電圧信号 V_{im} に変換される。こ

で、 A を定数とすると、 $V_{im} = -AI$ である。この電圧信号 V_{im} は抵抗 R_c を介してサーミスタ 6 2 とレファレンス抵抗 R_{ref} との間の接続点に供給される。このとき次式が成り立つ。

$$\text{【0053】 } (V_e - V_-) / R_{th} + (V_e - V_{im}) / R_c = (V_+ - V_e) / R_{ref}$$

従って、 R_{th} 、 V_{im} 及び I の変化をそれぞれ ΔR_{th} 、 ΔV_{im} 及び ΔI とすると、次式が得られる。

$$\text{【0054】 } \Delta R_{th} = - (R_{th}^2 / C) \Delta V_{im} = (R_{th}^2 / C) A \Delta I$$

ここで C は定数である。

【0055】電流変化 ΔI を波長変化 $\Delta \lambda_1$ に変換すると、 $\Delta \lambda_1 = Z \Delta I$ である。

【0056】 R_{th} が増大すると波長 λ は減少し、この関係を 1 次式で近似してその傾きを $-Y$ (nm/ Ω) とすると、波長補正量 $\Delta \lambda_2$ は次式で与えられる。

$$\text{【0057】 } \Delta \lambda_2 = - (R_{th}^2 / C) A Y$$

ここで、 $\Delta \lambda_1 + \Delta \lambda_2 = 0$ であることを考慮すると、次式が得られる。

$$\text{【0058】 } A = Z Y C / R_{th}^2$$

ここで、 A は反転増幅器 6 8 の利得に対応しているので、上式が満足されるように反転増幅器 6 8 の利得を設定することによって、レーザダイオード 2 の駆動電流の変化に関わらず常に一定の波長が保たれることになる。

【0059】図 1 3 は本発明に適用可能な LN 変調器を示す図である。LN 変調器は、 LiNbO_3 (リチウムナイオベート) を基本材料としたマッハツェンダ型の光変調器である。

【0060】この LN 変調器は、誘電体チップ 7 2 により提供される光導波構造 7 4 を有している。誘電体チップ 7 2 はリチウムナイオベートからなり、この場合 Ti (チタン) の熱拡散によって光導波構造 7 4 が得られる。

【0061】光導波構造 7 4 は、光源からの光ビームを受ける入力ポート 7 6 と、出力ポート 7 8 を有している。光導波構造 7 4 は、更に、入力ポート 7 6 及び出力ポート 7 8 にそれぞれ光学的に接続される第 1 の Y 分岐 8 0 及び第 2 の Y 分岐 8 2 と、Y 分岐 8 0 及び 8 2 間を接続する第 1 及び第 2 のパス 8 4 及び 8 6 とを有している。

【0062】入力ポート 7 6 に供給された入力ビームは、第 1 の Y 分岐 8 0 で光パワーが実質的に二等分される第 1 及び第 2 のビームに分岐される。第 1 及び第 2 のビームはそれぞれパス 8 4 及び 8 6 により導波され、第 2 の Y 分岐 8 2 で干渉する。

【0063】第 2 の Y 分岐 8 2 における第 1 及び第 2 のビーム間の位相差に応じて、出力ポート 7 8 において出力ビームが得られる結合モードと、Y 分岐 8 2 から誘電体チップ 7 2 内に漏洩ビームが放射される漏洩ビームとが切替えられ、それにより強度変調された光信号が出力

ポート78から出力される。

【0064】第1及び第2のビーム間の位相差を変化させるために、第1のパス84上には接地電極88が設けられており、第2のパス86上には信号電極90が設けられている。

【0065】信号電極90は進行波型に構成されており、その入力端90Aはコネクタ92の内部導体に接続され、出力端90Bはコネクタ94の内部導体に接続されている。また、コネクタ92及び94のシールド並びに接地電極88は接地されている。

【0066】電極88及び90は例えばAu(金)の蒸着により形成される。図示はしないが、誘電体チップ72と電極88及び90との間にSi及び/又はSiO₂からなる安定化用の単一または複数のバッファ層が設けられていてもよい。

【0067】次に図14を参照して、動作点ドリフトについて説明する。一般に、LN変調器においては、温度変化や経時変化により動作特性曲線がドリフトする(動作点ドリフト)。図14において、符号96及び98はそれぞれ動作点ドリフトが生じていない場合における動作特性曲線及び出力光信号波形を表しており、符号100及び102はそれぞれ正電圧の方向に動作点ドリフトが生じた場合における動作特性曲線及び出力光信号波形を表している。符号104は入力主信号または変調信号(駆動電圧)の波形である。

【0068】動作特性曲線は、出力光パワーが電圧の増加に対して周期的に増減するものとして表される。図示された例では、その周期性は正弦波によって与えられている。従って、バイナリ信号としての入力信号の各論理値(ハイレベル及びローレベル)に対応して光パワーの極小値及び極大値がそれぞれ得られる電圧V₁及びV₂を用いて前述の結合モードと漏洩モードの有効な切替えを行うことによって、効率的なバイナリ変調を行うことができる。

【0069】動作点ドリフトが生じたときに、電圧V₁及びV₂が一定であると、動作特性曲線の周期性により符号102で示されるように出力光信号の消光比が劣化するとともに波形歪みが生じる。従って、動作点ドリフトが生じたときにそのドリフト量をdVとすると、電圧V₁及びV₂をそれぞれ(V₁+dV)及び(V₂+dV)として、動作点ドリフトを補償することが要求される。

【0070】図15は本発明による光送信機の第8実施形態を示すブロック図である。ここでは、図9に示される第5実施形態に対応して、自動バイアス制御回路42、バイアスマニタ44及びスイッチ回路46の具体的な構成が示されている。

【0071】外部変調器4としては、図13に示されるLN変調器が用いられている。レーザダイオード2からの光ビームは、外部変調器4の入力ポート76(図13

参照)に供給される。外部変調器4の出力ポート78から出力された光信号の一部はビームスプリッタ16により抽出されてフォトダイオード48に供給される。フォトダイオード48に生じた光電流は、抵抗50により電圧信号に変換され、この電圧信号は、キャパシタ106、帯域通過フィルタ(BPF)108、振幅検出回路110及び増幅器112を通して位相比較回路114に供給される。

【0072】外部変調器4の動作点安定化のために、発振器116から出力される低周波信号(パイロット信号)が用いられる。パイロット信号は位相比較回路114及び変調器駆動回路118に供給されている。変調器駆動回路118は、例えば、データ入力信号(主信号)を増幅する可変増幅器と、その出力に接続される低域通過フィルタとから構成され得る。この場合、パイロット信号により可変利得増幅器の利得が変化させられ、それによりパイロット信号がデータ入力信号に重畳される。低域通過フィルタの採用により、パイロット信号は、データ入力信号のローレベル及びハイレベルの両方に互いに逆相に重畳される。その結果得られた信号は、変調信号としてキャパシタ120を介して外部変調器4にコネクタ92(図13参照)から供給される。

【0073】位相比較回路114は、例えば同期検波回路により提供される。位相比較回路114は、発振器116からの低周波信号とフォトダイオード48からの電圧信号に含まれる低周波成分との位相比較を行う。その位相比較の結果は位相比較回路114の出力信号のDC成分に表れるので、そのDC成分に従って外部変調器4のバイアス電圧が制御される。具体的には、位相比較回路114の出力信号は、低域通過フィルタ(LPF)122及びインダクタ124を介してバイアス電圧として端子94(図13参照)から外部変調器4に供給される。変調信号に関して外部変調器4の端子94を終端するために、端子94はキャパシタ126及び抵抗128を介して接地されている。

【0074】以上のように、外部変調器4のバイアス電圧がフィードバック制御されることにより、外部変調器4の動作点が安定化される。このフィードバックループにおいては、フォトダイオード48からの電圧信号に含まれる低周波成分が最小となるようにバイアス電圧が調節される。

【0075】図16を参照すると、LN変調器における動作点安定化の原理が示されている。符号130は入力電気信号の波形、即ち変調器駆動回路118(図15参照)が出力する変調信号の波形を示している。

【0076】最適な動作点は、符号132で示されるように、入力電気信号130の両レベルが最大及び最小の出力光パワーを与える動作特性曲線によって決定される。

【0077】いま、温度変動等により動作特性曲線が符

号134または136で示されるように電圧軸方向にシフトすると、出力光信号には低周波成分が生じるようになり、シフトの方向は低周波成分の位相に反映される。即ち、特性曲線134及び136がそれぞれ与える出力光信号の包絡線の位相は180°異なる。従って、図15に示されるように位相比較回路114を用いて例えば同期検波を行うことによって、低周波成分が最小になるようなフィードバック制御を行うことができ、外部変調器4の動作点が安定化される。

【0078】図15に示される第8実施形態では、スイッチ138により、フォトダイオード48の出力レベルが一定になるようにLD電流制御回路20がレーザダイオード2のバイアス電流を制御する第1の制御モードと、電流モニタ26により検出されるレーザダイオード2の駆動電流が一定になるような制御を行う第2の制御モードとが切替えられる。具体的には、振幅検出回路110により検出される低周波成分の振幅が予め定められた値よりも大きい場合には、遮断回路140がスイッチ138により第2の制御モードを選択し、振幅検出回路110により検出される低周波成分の振幅が予め定められた値よりも小さくなったときに、遮断回路140がスイッチ138により第1の制御モードを選択する。

【0079】これにより、自動バイアス制御回路42における制御とAPCのための制御との競合が阻止され、安定な制御が可能になる。

【0080】LN変調器のように干渉により光スイッチングを行う光デバイスにおいては、干渉により本質的に生じる波長変動（チャープピング）を用いてプリチャープピングを行うことができる。プリチャープピングとは、送信光信号の1パルス内に波長（周波数）の変動を予め与えておくことにより、波長分散及び非線形効果による伝送波形の劣化を抑制するための方法である。

【0081】図17の17Aを参照すると、LN変調器の動作特性曲線が示されている。印加電圧として1つの安定点Vb1の近傍の領域142を用いて、17Bの左側に示されるような正の電圧パルスを与えると、領域142においては印加電圧（V）の増大に従って光パワー（P）が増大するので、17Cの左側に示すように電圧パルスと同じ極性で正の光パルスが出力される。このとき、17Dの左側に示すように、光パルスの立上り部分では波長が平均値よりも短くなり立下り部分では長くなる。即ち、1つの光パルスにおいて、波長が時間（t）とともに短波長（青側）から長波長（赤側）へシフトする。この現象はレッドシフトと称される。

【0082】一方、他の安定点Vb2の近傍の領域144を用いて、17Bの右側に示されるような負の電圧パルスを与えると、領域144においては印加電圧の増大に従って光パワーが減少することから、17Cの右側に示すように、電圧パルスとは逆極性の正の光パルスが出力される。このとき、17Dの右側に示すように、光パ

ルスの立上り部分では波長が長波長側にシフトし、立下り部分では短波長側にシフトする。即ち、1つの光パルスにおいて波長が時間とともに長波長（赤側）から短波長（青側）へシフトする。この現象はブルーシフトと称される。

【0083】光パルスのチャープパラメータ α は、
$$\alpha = 2 (d\phi / dt) / (dS / dt) / S$$
で与えられる。ここで、 ϕ は光位相、Sは光強度である。

10 【0084】レッドシフトの場合、チャープパラメータ α は正の値をとり、ブルーシフトの場合、チャープパラメータ α は負の値をとる。

【0085】光信号の波長が伝送路として使用される光ファイバの零分散波長よりも短くて正常分散の領域にあるとき、長波長の光は短波長の光よりも光ファイバ中を速く進むので、予め $0 < \alpha$ （レッドシフト）のプリチャープピングを与えておくことによりパルスの圧縮が生じ、アイ開口度が大きくなる。

20 【0086】逆に、異常分散の領域にあるときには、短波長の光は長波長の光よりも光ファイバ中を速く進むので、予め $\alpha < 0$ （ブルーシフト）のプリチャープピングを与えておくことによって、アイ開口度が大きくなる。

【0087】また、光ファイバ伝送路の条件に合わせてチャープパラメータ α の値を調節することによって、システム全体の伝送条件を最適化することができる。

30 【0088】図18は本発明による光送信機の第9実施形態を示すブロック図である。この実施形態は図15に示される第8実施形態と対比して、得られる光信号のチャープパラメータの符号の切替えが可能である点で特徴づけられる。そのために、発振器116と位相比較回路114との間に反転回路146が設けられており、反転回路146の動作は、チャープパラメータ設定端子148に供給される信号により制御される。反転回路146が動作していないときには、図17の17Aに示される領域142が選択されて正のチャープパラメータが得られ、反転回路146が動作しているときには、領域144が選択されて負のチャープパラメータが得られる。反転回路146は、変調器駆動回路118と発振器116との間に設けられていてもよいし、位相比較回路114

40 の入力に設けられていてもよい。
【0089】符号150はシステムの立上げ（コールドスタート）に関する信号が供給される端子を表している。端子148により動作点が変更された場合或いは端子150によりシステムが立上げられた場合には、自動バイアス制御回路42の動作が定常状態になく、外部変調器4のバイアス電圧が安定化されていないので、バイアス電圧が安定になるまでAPCのための制御は遮断されるべきである。そこで、この実施形態では、端子148及び150とスイッチ138との間にタイマ152が
50 設けられている。これにより、バイアス電圧が安定にな

るまでの予め定められた期間はスイッチ 138 により前述した第 2 の制御モードが選択され、バイアス電圧が安定になった後に第 1 の制御モードに切替えられる。

【0090】その結果、自動バイアス制御回路 42 による制御と APC のための制御とが競合することが防止され、安定な制御が可能になる。

【0091】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によると、外部変調器を備えた光送信機の光信号の出力パワー及び／又は波長を高精度に一定に保つことができる光送信機の提供が可能になるという効果が生じる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】図 1 は従来の光送信機の一例を示すブロック図である。

【図 2】図 2 は従来の光送信機他の例を示すブロック図である。

【図 3】図 3 は本発明による光送信機の第 1 実施形態を示すブロック図である。

【図 4】図 4 は本発明による光送信機の第 2 実施形態を示すブロック図である。

【図 5】図 5 の (A) 及び (B) は一般的なレーザダイオードの特性を示す図である。

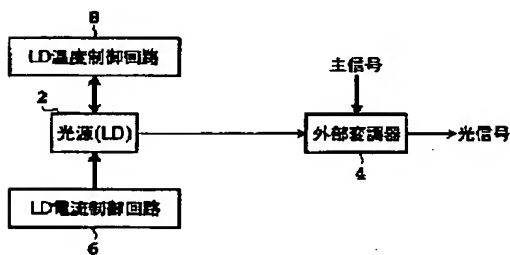
【図 6】図 6 は波長変化の補償の例を示す図である。

【図 7】図 7 は本発明による光送信機の第 3 実施形態を示すブロック図である。

【図 8】図 8 は本発明による光送信機の第 4 実施形態を

【図 1】

従来の光送信機の一例を示すブロック図



示すブロック図である。

【図 9】図 9 は本発明による光送信機の第 5 実施形態を示すブロック図である。

【図 10】図 10 は図 9 に示されるスイッチ回路 46 の動作を示す図である。

【図 11】図 11 は本発明による光送信機の第 6 実施形態を示すブロック図である。

【図 12】図 12 は本発明による光送信機の第 7 実施形態を示すブロック図である。

【図 13】図 13 は本発明に適用可能な LN 変調器を示す図である。

【図 14】図 14 は動作点ドリフトの説明図である。

【図 15】図 15 は本発明による光送信機の第 8 実施形態を示すブロック図である。

【図 16】図 16 は動作点安定化の原理を説明するための図である。

【図 17】図 17 の 17A～17D はチャープパラメータの切替を説明するための図である。

【図 18】図 18 は本発明による光送信機の第 9 実施形態を示すブロック図である。

【符号の説明】

2 レーザダイオード

4 外部変調器

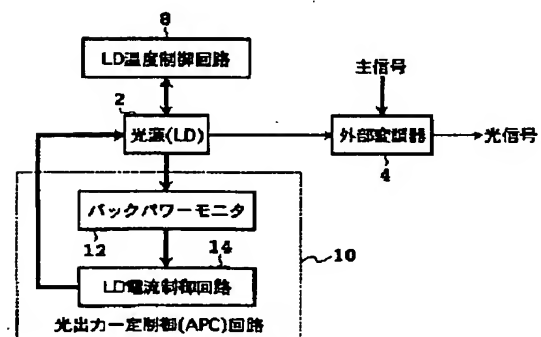
16 ビームスプリッタ

18 パワーモニタ

20 LD 電流制御回路

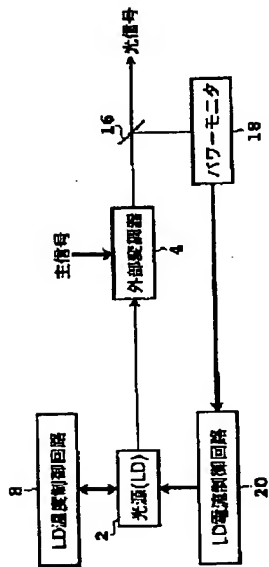
【図 2】

従来の光送信機他の例を示すブロック図



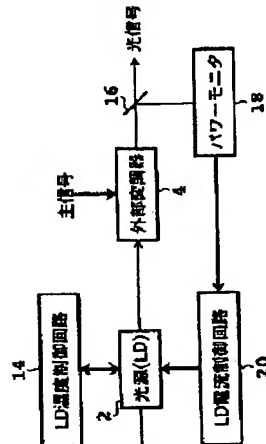
【図3】

本発明による光送信機の
第1実施形態を示すブロック図



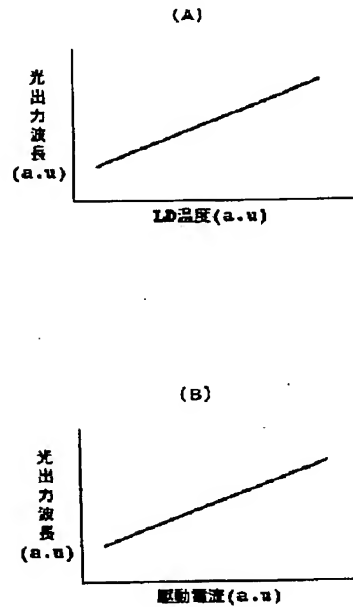
【図4】

本発明による光送信機の
第2実施形態を示すブロック図



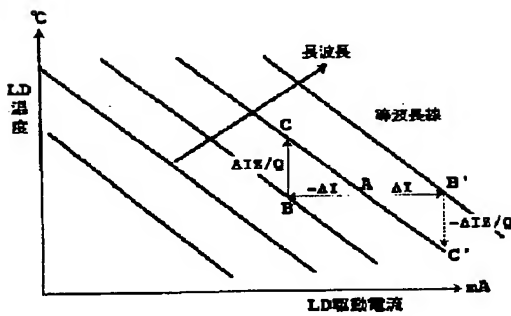
【図5】

一般的なレーザダイオードの特性を示す図



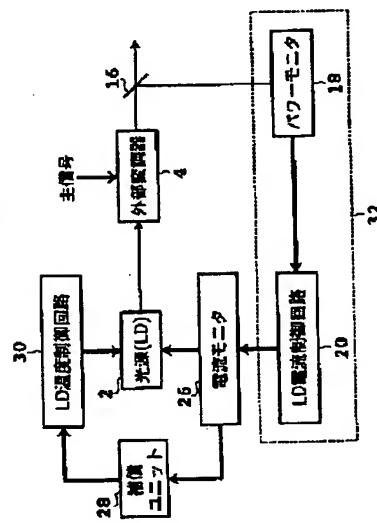
【図6】

波長変化の補償の例を示す図



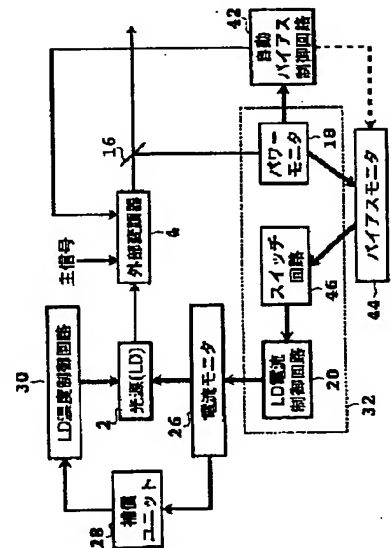
【図7】

本発明による光送信機の
第3実施形態を示すブロック図



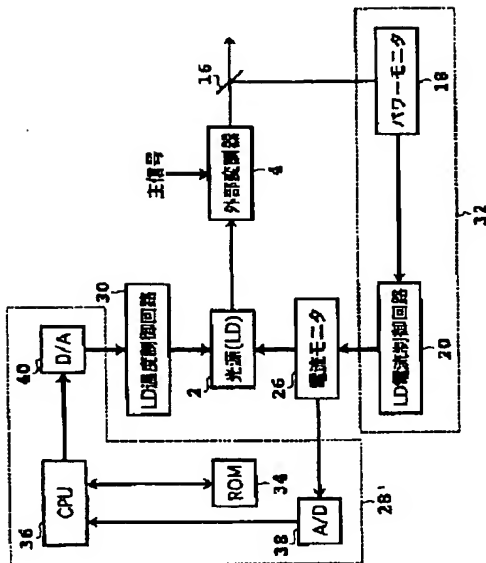
【図9】

本発明による光送信機の
第5実施形態を示すブロック図



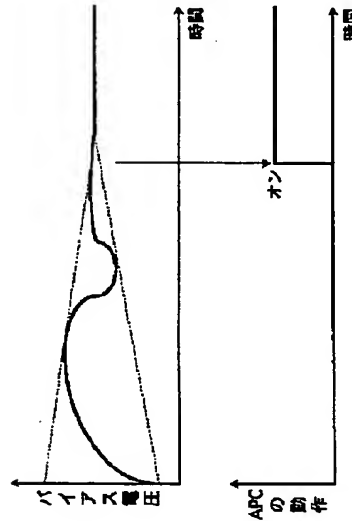
【図8】

本発明による光送信機の
第4実施形態を示すブロック図



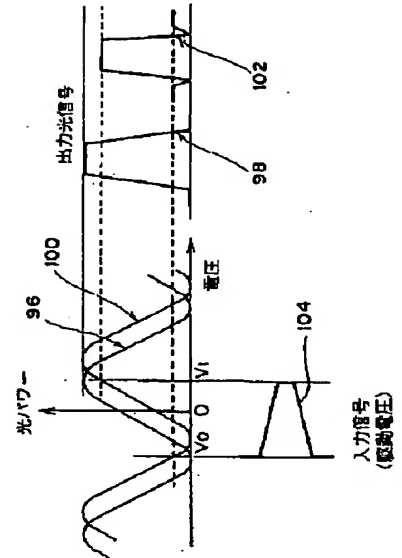
【図10】

図9に示されるスイッチ回路46の動作を示す図



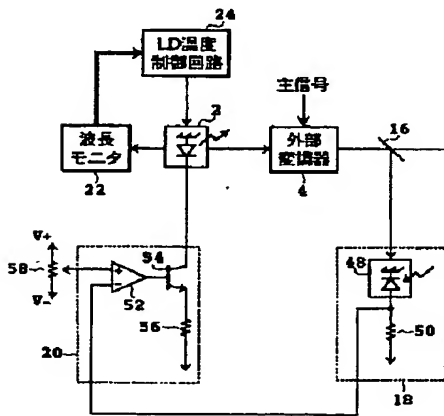
【図14】

動作点ドリフトの説明図



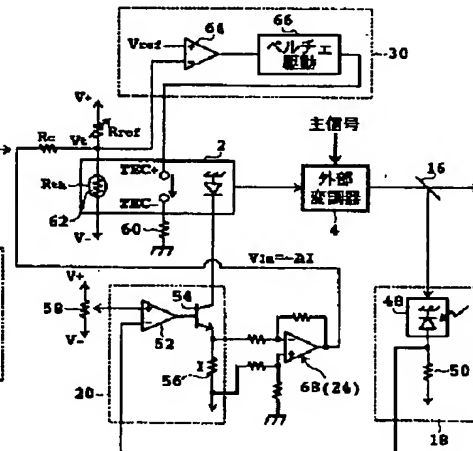
【図11】

本発明による光送信機の
第6実施形態を示すブロック図



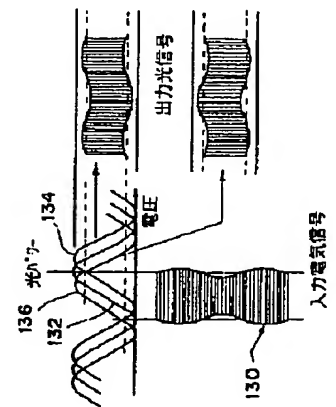
【図12】

本発明による光送信機の
第7実施形態を示すブロック図



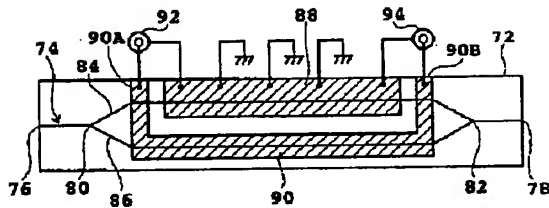
【図16】

動作点安定化の原理を説明するための図



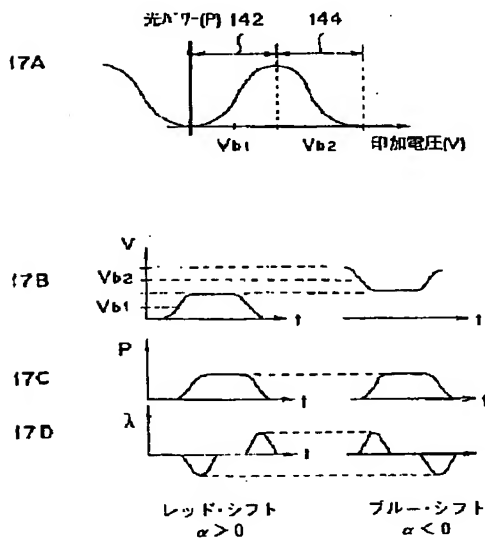
【図13】

本発明に適用可能なLN変調器を示す図

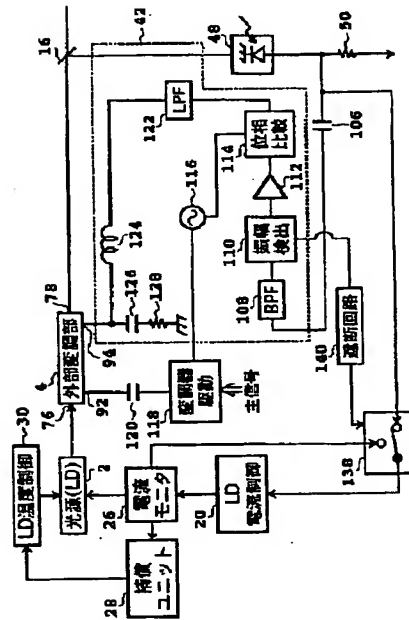


【図17】

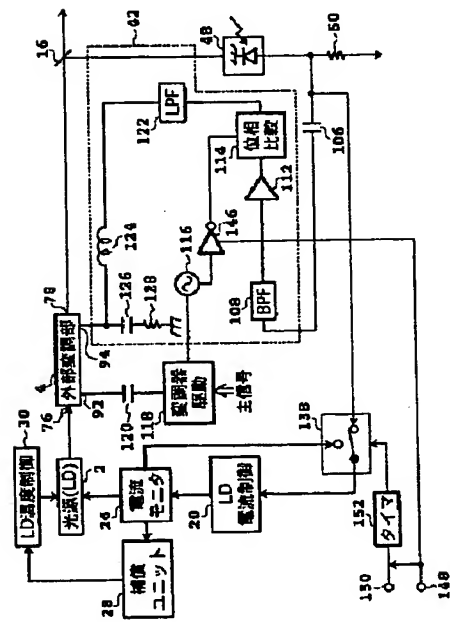
チャープパラメータの切替を説明するための図



【図15】

本発明による光送信機の
第8実施形態を示すブロック図

【図18】

本発明による光送信機の
第9実施形態を示すブロック図

フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁷

識別記号

F I

テーマコード (参考)

H 0 4 B 10/06

(72) 発明者 志村 嘉隆

神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番

1 号 富士通株式会社内

F ターム (参考) 2H079 AA02 BA03 FA01 FA04 HA13

KA18 KA20

5F073 AB21 FA05 GA02 GA12 GA13

GA15 GA19 GA38

5K002 AA01 AA02 BA04 BA13 CA05

CA09 CA11 CA16 EA05

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特許公報 (B 2)

(11) 特許番号

第 2 6 4 2 4 9 9 号

(45) 発行日 平成9年(1997)8月20日

(24) 登録日 平成9年(1997)5月2日

(51) Int. Cl.⁶
G 0 2 F 1/03

識別記号
5 0 2

庁内整理番号

F 1

G 0 2 F 1/03 5 0 2

技術表示箇所

請求項の数 7

(全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平2-50189

(22) 出願日 平成2年(1990)3月1日

(65) 公開番号 特開平3-251815

(43) 公開日 平成3年(1991)11月11日

(73) 特許権者 999999999

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

(72) 発明者 桑田 直樹

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(72) 発明者 西本 央

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 古谷 史旺

審査官 大淵 統正

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光送信器、光変調器の制御回路および光変調方法

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する低周波信号重畳回路と、

バイアス電圧と、該低周波信号が重畳された入力信号とが与えられ、変調された光信号を出力する光変調器と、該光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えた光送信器。

【請求項 2】 該低周波信号重畳回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに逆位相となるよう低周波信号を重畳することを特徴とする請求項 1 記載の光送信器。

【請求項 3】 該バイアス制御回路は、該低周波信号と該

2

光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の光送信器。

【請求項 4】 バイアス電圧と入力信号とが与えられ、該入力信号により変調し、光信号を出力する光変調器の制御回路において、

該入力信号の異なるレベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する低周波信号重畳回路と、

10 該光信号に含まれる低周波信号成分を検出し、検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えた光変調器の制御回路。

【請求項 5】 該低周波信号重畳回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに位相の異なるよう低周波信号を重畳することを特徴

とする請求項 4 の光変調器の制御回路。

【請求項 6】該バイアス制御回路は、該低周波信号と該光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えたことを特徴とする請求項 4 の光変調器の制御回路。

【請求項 7】入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳し、バイアス電圧と、該低周波信号が重畳された入力信号とを光変調器に与え、変調された光信号を出力し、該変調された光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御することを特徴とする光変調方式。

【発明の詳細な説明】

〔概要〕

光通信システムに使用される電気-光変換回路から出力される光信号の安定化をはかる外部変調器の制御方式に関し、

入力信号に依存せずに、動作点ドリフトに伴う出力光信号の消光比の劣化を防止できることを目的とし、

入力信号に応じて、駆動電圧を発生する駆動回路と、バイアス電圧と該駆動電圧とが与えられ、光ビームを該入力信号で変調して、光信号を出力する光変調器と、該入力信号の異なるレベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する低周波信号重畳回路と、該光信号に含まれる低周波信号成分を検出し、検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えて構成される。

(産業上の利用分野)

本発明は、出力される光信号の安定化をはかる光送信器、光変調器の制御回路および光変調方法に関する。

(従来の技術)

従来、光通信システムの電気-光変換回路には、半導体レーザに流れる電流をデータ信号により変調する直接変調方式が採用されていた。しかし、直接変調方式では、伝送速度が速くなるに応じて出力される光信号の波長変動(チャーピング)の影響が大きくなるので、光ファイバ内の波長分散により長距離伝送が困難となってきた。

そこで、原理的にチャーピングを生じないマッハツェンダ型外部変調器(以下、「MZ変調器」という。)その他の外部変調器を用いた電気光変換回路が検討されている。一方、このような外部変調器を用いた構成では、光通信システムの長期安定動作を達成するために、温度変動および経時変化に対して出力される光信号の安定化が必要になっている。

第 6 図は、外部変調器を用いた電気-光変換回路の基本構成を示す図である。

図において、外部変調 71 では、駆動回路 73 を介して与えられる入力信号に応じて、半導体レーザ 75 の出射光を変調し、光信号として出力する。

従来、このような電気-光変換回路において、温度変動に伴う外部変調器の動作点のずれを補償する方法として、入力信号の一方の論理レベルに低周波信号を重畳して変調器を駆動し、出力される光信号から検出される低周波信号の位相により動作点を制御する方法が提案されている。

(発明が解決しようとする課題)

ところで、MZ変調器は、印加される直流電圧、温度変化、および経時変化により、その入出力特性に変化(動作点ドリフト)を生じる。

第 7 図は、MZ変調器の入出力特性を示す図である。

図において、①は動作点ドリフトを生じる前の特性を示し、②は動作点ドリフトを生じた場合の特性を示す。なお、MZ変調器の入出力特性は、図に示すように駆動電圧に対して周期性を有する。

したがって、入力信号の各論理値に対応して出力光電力の上下の各尖頭値が得られる駆動電圧 V_0 、 V_1 を用いることにより、効率的な 2 値変調を行うことができる。

このような MZ 変調器から出力される光信号は、動作点ドリフトの発生時に駆動電圧 V_0 、 V_1 が一定であると、上述の周期性により消光比が劣化する。したがって、動作点ドリフトが発生した時にそのドリフト量を dV とすると、駆動電圧 V_0 、 V_1 をそれぞれ $V_0 + dV$ および $V_1 + dV$ とし、動作点ドリフトを補償する必要がある。

しかし、入力信号の一方の論理レベルに低周波信号を重畳する従来の動作点ドリフトの補償方法では、入力信号のマーク率の変化、立ち上がり時間あるいは立ち下がり時間の増大により、最適動作点を保持する制御が困難であった。

本発明は、入力信号に依存せずに、動作点ドリフトに伴う出力光信号の消光比の劣化を防止できる光送信器、光変調器の制御回路および光変調方法を提供することを目的とする。

(課題を解決するための手段)

請求項 1 に記載の発明では、入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する低周波信号重畳回路と、

バイアス電圧と、該低周波信号が重畳された入力信号とが与えられ、変調された光信号を出力する光変調器と、

該光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えたことを特徴とする。

請求項 2 に記載の発明では、該低周波信号重畳回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに逆位相となるよう低周波信号を

重畳する。

請求項 3 に記載の発明では、該バイアス制御回路は、該低周波信号と該光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御する。

請求項 4 に規制の発明では、バイアス電圧と入力信号とが与えられ、該入力信号により変調し、光信号を出力する光変調器の制御回路において、低周波信号重畳回路は、該入力信号の異なるレベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する。

バイアス制御回路は、該光信号に含まれる低周波信号成分を検出し、検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御する。

請求項 5 に記載の発明では、該低周波信号重畳回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに位相の異なるよう低周波信号を重畳する。

請求項 6 に記載の発明では、該バイアス制御回路は、該低周波信号と該光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御する。

請求項 7 に記載の発明では、入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳し、バイアス電圧と、該低周波信号が重畳された入力信号とを光変調器に与え、変調された光信号を出力し、該変調された光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御することを特徴とする。

(作 用)

本発明では、低周波信号重畳回路は低周波信号で振幅変調した入力信号を駆動回路を介して光変調器に与え、その光変調器がその入力信号で光ビームを変調して出力する。

バイアス制御回路は、このようにして光信号に重畳された低周波信号の周波数成分を検出して上述した低周波信号と位相を比較し、その位相差から光変調器動作点ドリフトの方向を検出する。

ここで検出された位相差は、光変調器に動作点ドリフトがない場合には、低周波信号が入力信号の各論理値に対応して逆相で変調され、その周波数成分が出力される光信号に含まれないので「0」となる。また、このような位相の差が「0」となる状態は、入力信号の波形に左右されずに発生する。

一方、動作点ドリフトが生じた場合には、低周波信号が入力信号の各論理値に対応して同相で変調され、その周波数成分が出力される光信号に含まれる。また、求められる位相の差は動作点ドリフトの方向に応じて180度異なる値となる。

したがって、バイアス制御回路が動作点ドリフトの方

向と同方向に光変調器の動作点を制御することにより、光変調器から出力される光信号を安定化することができる。

(実施例)

以下、図面に基づいて本発明の実施例について詳細に説明する。

第 1 図は本発明の一実施例を示す図である。

図において、光源である半導体レーザ21は、出射光を外部変調器として用いられるM2変調器22に与える。一方、入力信号の低周波信号重畳回路として用いられる可変利得アンプ23には、入力信号および低周波発振器24が出力する所定周波数(=f₀)の低周波信号が入力され、入力信号をこの低周波信号で振幅変調して出力する。この出力信号は、所定の信号レベルを得る駆動アンプ25、さらにコンデンサ26を介してM2変調器22の一方の変調入力端子に入力される。また、M2変調器22の他方の変調入力端子には、直列接続されたバイアススティ27および終端抵抗器28が接続される。なお、駆動アンプ25、コンデンサ26、バイアススティ27および終端抵抗器28は、M2変調器22の駆動回路に相当する。

M2変調器22は、この駆動回路から与えられる信号により半導体レーザ21の出射光を変調し光信号に変換して出力する。

この光信号は、光分岐回路29によりその一部が分岐して取り出される。この分岐された光信号は、光-電気変換を行うフォトダイオード30に入力され、その出力に得られる電気信号はf₀の周波数成分を選択増幅する帯域増幅器31を介してミキサ32の一方の入力端子に入力される。また、ミキサ32の他方の入力端子には低周波発振器24が出力する低周波信号が入力される。ミキサ32は、これらの信号の位相を比較し、その位相差に応じた信号を出力する。なお、分岐回路29、フォトダイオード30、帯域増幅器31およびミキサ32は、バイアス制御回路に相当する。

このバイアス制御回路の出力信号は、所定周波数以下の信号を通過させる低域通過フィルタ33を介して差動アンプ34の一方の入力端子に入力される。また、差動アンプ34の他方の入力端子は、回路アースに接続される。差動アンプ34の出力は、バイアススティ27に接続される。

第 2 図は、外部変調器の出力光信号の波形を示す図である。

第 3 図は、正方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図である。

第 4 図は、負方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図である。

以下、第 1 図～第 4 図を参照して、M2変調器22の動作点ドリフトに応じた動作点の制御動作について説明する。

M2変調器22で光信号に変換される入力信号の波形は、第 2 図(a)に示されるように、入力信号に低周波信号

が重畳されたものである。このような入力信号で、第2図(b)に示す入出力特性を有するMZ変調器22を駆動すると、第2図(c)に示すように周波数 $2f_0$ の信号で振幅変調された出力光信号が得られる。

動作点ドリフトがない状態では、入力信号の各論理レベルに対応した駆動電圧 V_0 、 V_1 がMZ変調器22の入出力特性上でそれぞれ上下の尖頭値間(半周期)に設定されているために、入力信号に重畳された低周波信号は、入力信号の「0」レベルおよび「1」レベルで互いに逆相で変調される。したがって、帯域増幅器31の出力には、 f_0 の周波数成分が検出されない。

しかし、動作点ドリフトが生じると、第3図および第4図に示すように、入力信号に重畳された低周波信号が入力信号の「0」レベルおよび「1」レベルにおいて同相で変調される。出力される光信号の平均電力はこのような同相変調に伴って周波数 f_0 で変動し、その周波数成分 f_0 の位相はMZ変調器22の動作点ドリフトの方向に応じて、180度異なった値となる。したがって、ミキサ32の出力には、その周波数成分 f_0 と低周波発振器24が出力する低周波信号との位相差に応じた信号が得られる。

差動アンプ34は、このような動作点ドリフトに応じた信号により、出力光信号に周波数成分 f_0 が含まれないように駆動電圧を制御し、動作点ドリフトを補正した最適の動作点を保持する。

なお、本実施例では、バイアスティを介して駆動電圧を供給しているが、低周波で変調された入力信号の包絡線が上下対称であり、かつ駆動アンプ25の直流出力電圧が調整できれば、コンデンサ26およびバイアスティ27を*

*除いてもよい。また、ミキサ32に代えてアナログ乗算用のICを用いてもよい。

以下に、このような動作点ドリフトに応じた動作点制御の動作原理を定量的に説明する。

入力信号の各論理値に対応した入力信号の振幅($=|V_0 - V_1|$)を V_π とし、出力光信号の電力をそのピーク値で正規化した値を P とし、駆動電圧を V_π で正規化した値を V とすると、MZ変調器22の入出力特性は、

$$P(V) = (1 - \cos(\pi(V - V_d))) / 2$$

の式で与えられる。なお、 V_d は、 V_π で正規化された動作点ドリフト電圧である。

ところで、振幅が V_π の入力信号に相当する入力信号に対して周波数 f_0 ($=\omega_0/2\pi$)の低周波信号により変調度 m で振幅変調を行うと、入力信号の論理レベル

「0」および「1」に対応する駆動電圧 V_0 、 V_1 は、

$$V_0 = m \sin(\omega_0 t)$$

$$V_1 = 1 - m \sin(\omega_0 t)$$

の各式で与えられる。また、 m が十分小さい場合において、これらの各論理レベルに対応した出力光信号の電力

P_0 、 P_1 は、

$$P_0 = P(V_0)$$

$$\approx (1 - \cos(\pi V_d) - \pi m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d))$$

$$/ 2P_1 = P(V_1)$$

$$\approx (1 + \cos(\pi V_d) - \pi m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d)) / 2$$

の各近似式で与えられる。さらに、入力信号の立ち上がり時間および立ち下がり時間における出力光信号の平均電力 P_{av} は、

$$P_2 = \{1 / (V_1 - V_0)\} \int_{V_0}^{V_1} P(v) dv$$

$$= 1/2 - \cos(\pi V_0) \sin(\pi V_d) / (\pi(1 - 2V_0))$$

$$\approx 1/2 - ((1 + 2m \sin(\omega_0 t)) / \pi) \sin(\pi V_d)$$

の近似式で与えられる。

第5図は、アイパターンにおける入力信号の各論理値の出現確率を示す図である。

図において、 M は入力信号のマーク率を示し、 r は入力信号のビットレート f_b と入力信号の立ち上がり時間および立ち下がり時間($=r(1/f_b)$)の関係を示す定数である。

したがって、このような出現確率を用いて、入力信号に重畳される低周波信号の周期($=1/f_0$)より十分短い※

$$P = - \{ (r(1-M)^2 + (1-r)(1-M) + (rM^2 + (1-r)M)) (\pi/2) + 2r(1-M)M(2/\pi) \} \times m \sin(\pi V_d) \sin(\omega_0 t)$$

の式で与えられる。したがって、周波数 f_0 の成分 P は、

※時間で平均した出力光信号の電力 P_{av} は、

$$P_{av} = (r(1-M)^2 + (1-r)(1-M))P_0 + (rM^2 + (1-r)M)P_1 + 2r(1-M)MP_2$$

$$\approx K_0 P_0 + K_1 P_1 + K_2 P_2$$

の式で与えられる。なお、 K_0 、 K_1 および K_2 は、それぞれ上式中に示される比例定数である。

したがって、出力光信号の電力 P_{av} に含まれる低周波信号の周波数 f_0 の成分 P は、

動作点ドリフトの方向(V_d の極性)によってその位相が

180度異なる。また、この周波数成分 P を基準周波数 $\sin(\omega_0 t)$ と乗算すると、動作点ドリフトの方向に応じた正負の直流成分を検出することができる。すなわち、この直流成分を「0」とする制御を行うことによって、動作点を最適に保持することができる。

なお、周波数成分 P が常に「0」となるのは動作点ドリフト V_d が「0」の場合だけであるので、入力信号の波形に応じて変動するパラメータ M および r に依存せず動作点を最適に制御できる。

(発明の効果)

上述したように、本発明によれば、入力信号に依存せずに、変調器の動作点ドリフトに対応して最適動作点を保持することができる。

したがって、変調器から出力される光信号が安定化されてその消光比の劣化が防止され、変調器を実用システムに導入することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

第1図は本発明の一実施例を示す図、

第2図は外部変調器の出力光信号の波形を示す図、

第3図は正方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図、

第4図は負方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図、

第5図はアイパターンにおける入力信号の各論理値の出現確率を示す図、

第6図は外部変調器を用いた電気-光変換回路の基本構成を示す図、

第7図はMZ変調器の入出力特性を示す図である。

図において、

21、75は半導体レーザ、

22はマッハツェンダ型外部変調器 (MZ変調器)、

23は可変利得アンプ、

10 24は低周波発振器、

25は駆動アンプ、

26はコンデンサ、

27はバイアスティ、

28は終端抵抗、

29は光分岐回路、

30はフォトダイオード

31は帯域増幅器、

32はミキサ、

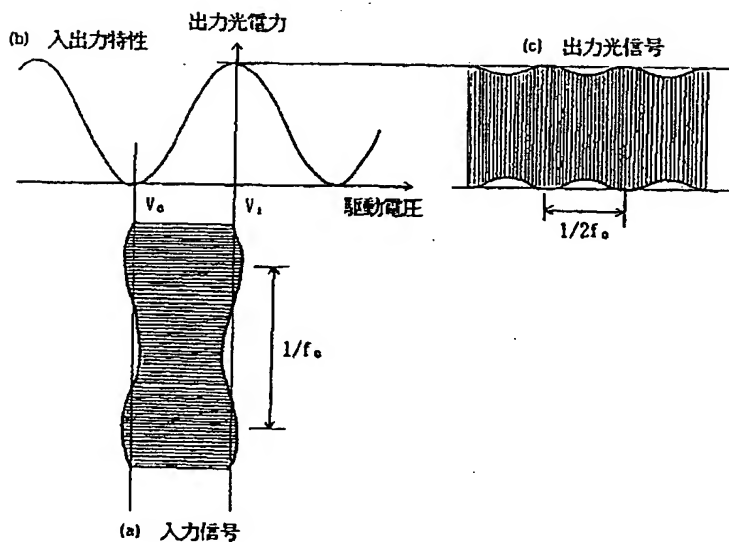
33は高域遮断フィルタ、

20 34は差動アンプ、

71は外部変調器、

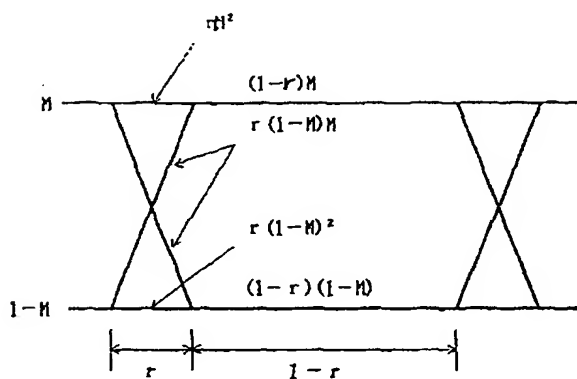
73は駆動回路である。

【第2図】



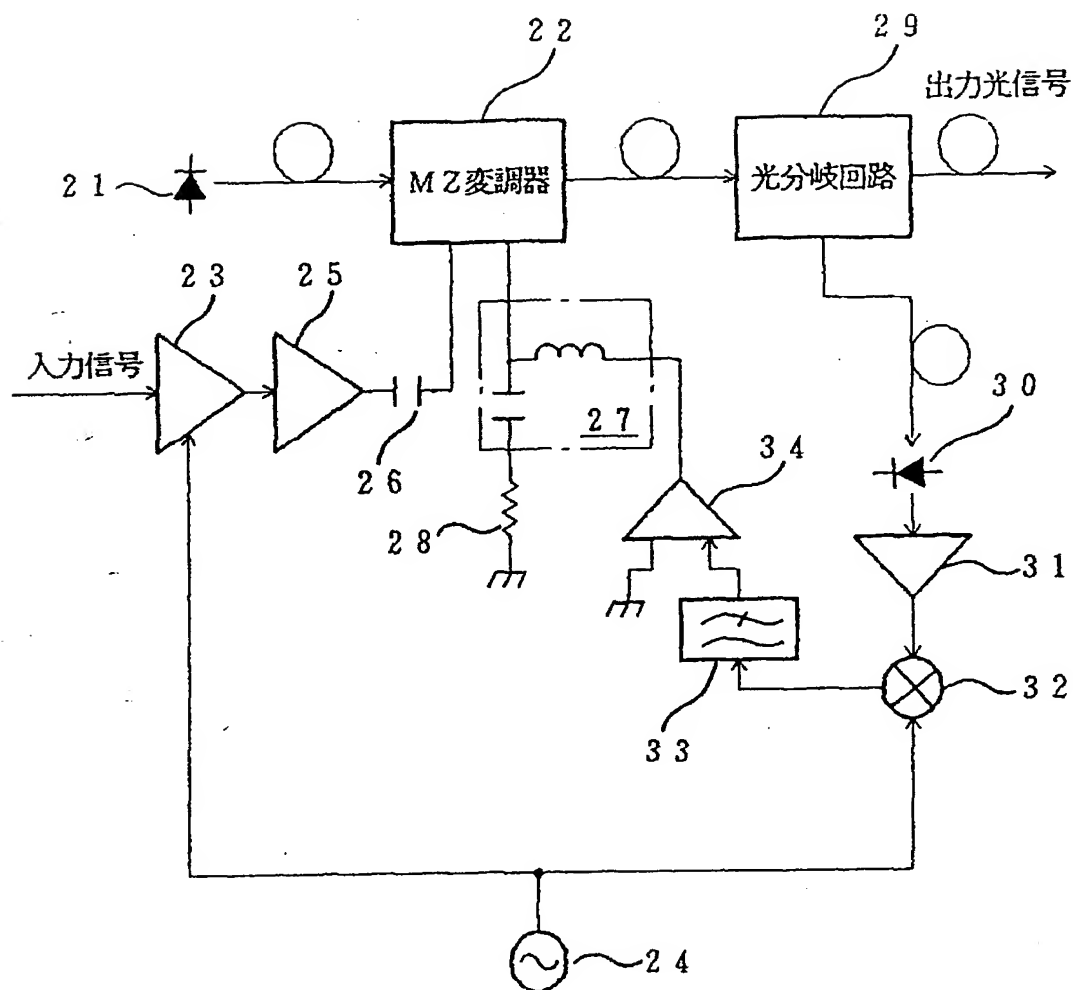
外部変調器の出力光信号の波形を示す図

【第5図】



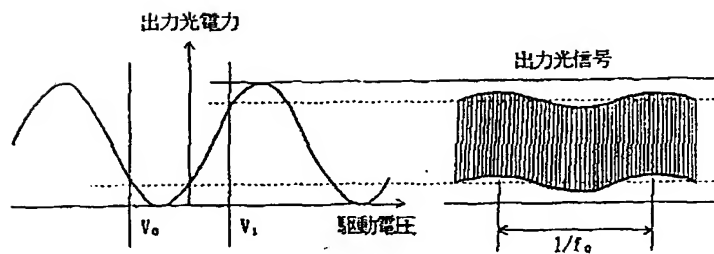
アイパターンにおける入力信号の各論理値を示す図

【第 1 図】



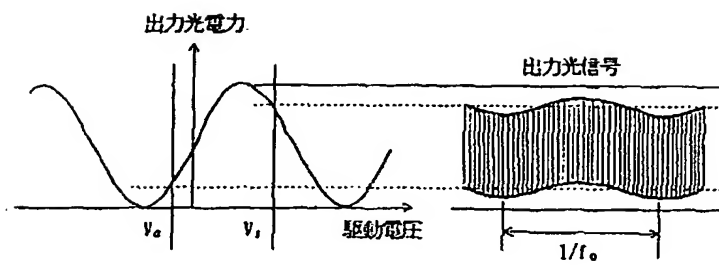
本発明の一実施例を示す図

【第 3 図】



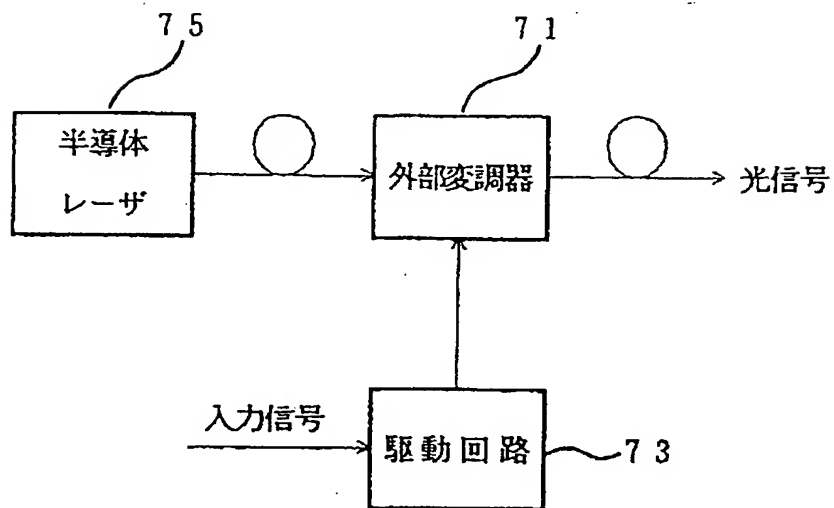
正方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図

【第 4 図】



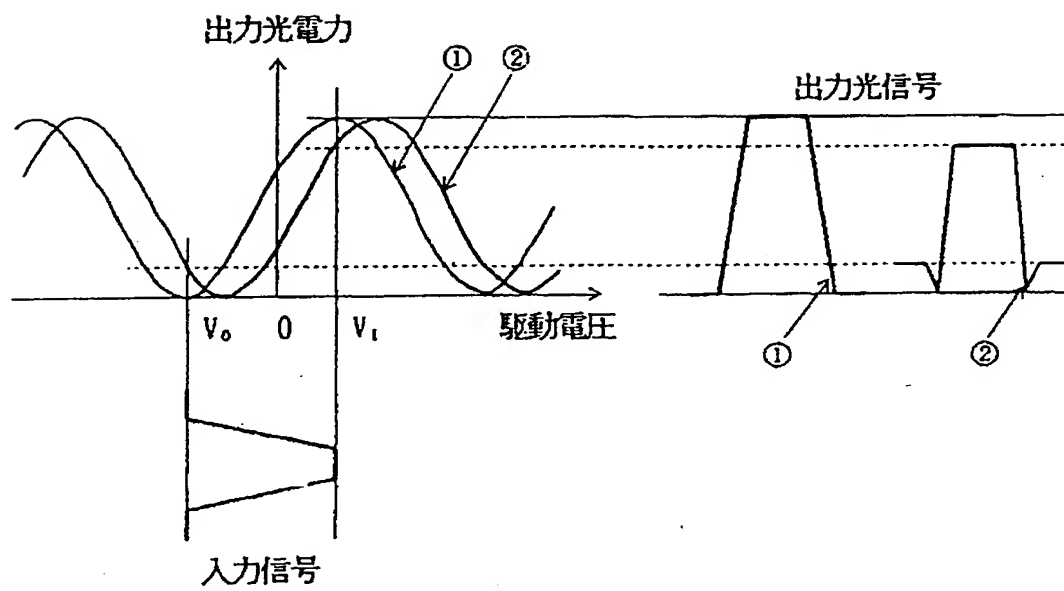
負方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図

【第 6 図】



外部変調器を用いた電気-光変換回路の基本構成を示す図

【第 7 図】



M Z 変調器の入出力性を示す図

フロントページの続き

- (56) 参考文献 特開 昭49-42365 (J P, A)
 特開 昭53-38338 (J P, A)
 特開 昭61-31919 (J P, A)
 特開 昭53-47701 (J P, A)
 特公 昭49-39019 (J P, B 1)